



PCT/FR 03/03020

MAILED 19 DEC 2003

WIPO PCT

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le

20 OCT. 2003

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA
RÈGLE 17.1.a) OU b)

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIETE
INDUSTRIELLE

ETABLISSEMENT PUBLIC NATIONAL

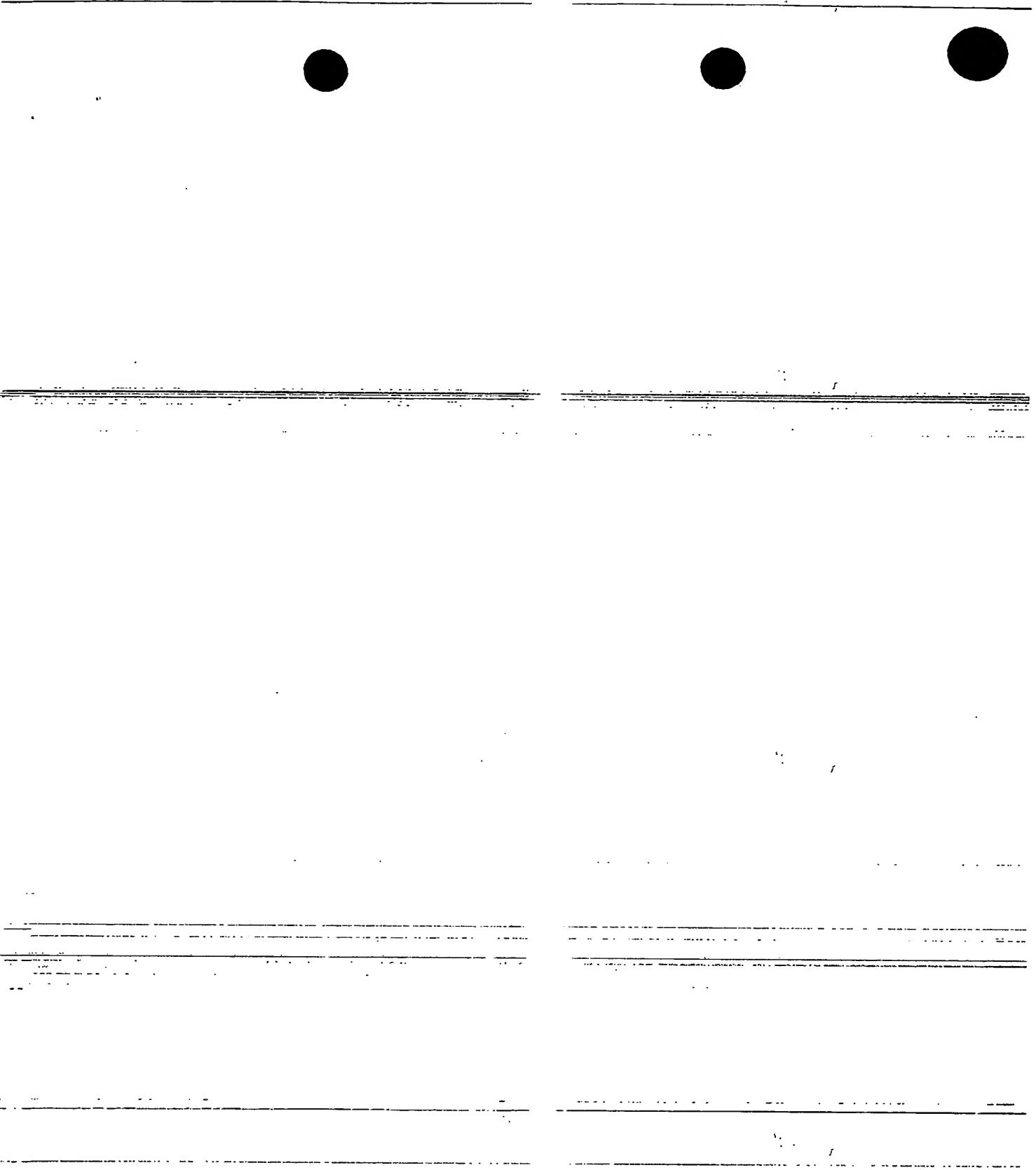
Le do Saint Petersburg
AINS codex 03
N° : 33 (0)1 53 04 53 04
N° : 33 (0)1 53 04 45 23

C. PAR LA LOI N° 51-444 DU 19 AVRIL 1951

DB 267/14102

BEST AVAILABLE COPY

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT





26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

INPI
N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Important! Remplir l'ensemble la 2ème page.

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 510 W / 180500

REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002 LIEU 13 INPI MARSEILLE N° D'ENREGISTREMENT 0212959 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE 18 OCT. 2002 PAR L'INPI		Réserve à l'INPI
Vos références pour ce dossier <i>(facultatif)</i> 100195 FR		
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI <input type="checkbox"/> la télécopie		
21 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes
Demande de brevet <input checked="" type="checkbox"/> Demande de certificat d'utilité <input type="checkbox"/> Demande divisionnaire <input type="checkbox"/>		Demande de brevet initiale N° _____ Date _____ / _____ / _____ <i>ou demande de certificat d'utilité initiale</i> N° _____ Date _____ / _____ / _____
Transformation d'une demande de brevet européen Demande de brevet initiale <input type="checkbox"/> <i>N°</i> _____		Date _____ / _____ / _____
22 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Oscillateur contrôlé en tension comprenant un circuit de compensation de l'effet d'entrainement en fréquence		
23 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		
<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»		Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ / _____ / _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ / _____ / _____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»
24 DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»
Nom ou dénomination sociale <i>STMICROELECTRONICS</i>		<i>ES</i>
Prénom _____ Forme Juridique _____ <i>Société Anonyme</i>		
N° SIREN 13 4 1 4 5 Code APE-NAF 13 2 1 B		
Adresse <i>Rue</i>	29 Boulevard Roin <i>92120 MONTSOURIS</i>	
	<i>92120</i>	<i>MONTSOURIS</i>
Pays FRANCE Nationalité FRANCE		
N° de téléphone <i>(facultatif)</i> N° de télécopie <i>(facultatif)</i> Adresse électronique <i>(facultatif)</i>		

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

Réservé à l'INPI	
REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002	
LIEU 13 INPI MARSEILLE	
N° D'ENREGISTREMENT 0212959	
NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI	
vos références pour ce dossier : (facultatif) 100195 FR	
<input checked="" type="checkbox"/> MANDATAIRE	
Nom MARCHAND	
Prénom André	
Cabinet ou Société OMNIPAT	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel	
Adresse	Rue 24 Place des Martyrs de l'Indépendance
	Code postal et ville 13100 AIX EN PROVENCE
N° de téléphone (facultatif) 04.42.99.06.60	
N° de télécopie (facultatif) 04.42.99.06.69	
Adresse électronique (facultatif)	
<input checked="" type="checkbox"/> INVENTEUR (S)	
Les inventeurs sont les demandeurs <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas	
<input checked="" type="checkbox"/> RAPPORT DE RECHERCHE Uniquement pour les personnes physiques	
Établissement immédiat <input checked="" type="checkbox"/> ou établissement différé <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
<input checked="" type="checkbox"/> RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES Uniquement pour les personnes physiques	
<input type="checkbox"/> Requise pour la demande de brevet <input type="checkbox"/> Requise antérieurement pour cette même demande	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes	
<input checked="" type="checkbox"/> SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) MARCHAND André - CPI N° 95 0303 OMNIPAT	

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978 relative à l'informatique, aux fichiers et aux données a été modifiée par la loi n°2004-851 du 21 juillet 2004. Elle garantit un droit d'accès et de rectification pour les données vous concernant.

DB 54017 / 190600

une désignation d'inventeur(s) séparée	
de brevet (y compris division et transformation)	
s, uniquement pour les personnes physiques	
physiques	
pour cette invention (joindre un avis de non-imposition)	
épôt (joindre une copie de la décision d'admission et sa référence):	
VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI	

Ce s'applique aux réponses faites à ce formulaire.
après de l'INPI.

OSCILLATEUR CONTRÔLE EN TEF
COMPENSATION DE L'EFFET D'

COMPRENANT UN CIRCUIT DE
TRAÎNEMENT EN FREQUENCE

La présente invention concerne les oscillateurs contrôlés en tension ou VCO ("Voltage Controlled Oscillator").

La présente invention concerne un circuit RF comprenant une tension délivrant un signal de phase pour contrôler une tension, un circuit de modulation délivrant un signal modulé et délivrant une composante harmonique RF à l'oscillateur contrôlé en tension en fréquence.

Dans les circuits radioélectriques, des phénomènes de fuite de tension dégradent les performances des VCO. L'effet d'accrochage en fréquence ou "pulling" ou "injection locking" est un phénomène de fuite de tension qui diminue les performances des VCO.

Pour fixer les idées, une application classique d'un radiotéléphonie. On distingue un circuit RFCT comprenant un VCO, un circuit de verrouillage de phase ou PLL ("Phase Locked Loop") et un circuit de modulation TXCT.

Le VCO délivre au circuit de modulation TXCT une tension V1 dont la fréquence est déterminée par le circuit PLL. Le circuit PLL comprend un diviseur de fréquence par 2 qui reçoit en entrée la tension V1 et qui délivre une tension V2 qui détermine la tension de phase PCOMP.

La présente invention concerne plus particulièrement un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF à l'oscillateur contrôlé en tension recevant le signal RF et comprenant au moins une tension susceptible de perturber l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage

La présente invention concerne une tension utilisant des VCO, les harmoniques dégradent les performances des VCO en raison d'un effet dénommé "injection locking".

La suppression, à tout le moins la diminution, de l'effet d'accrochage en fréquence.

La figure 1 illustre une application de la présente invention dans le domaine de la radiotéléphonie. Sur cette figure un circuit de modulation TXCT fait formant une boucle à verrouillage de phase ou PLL ("Phase Locked Loop") et un circuit de modulation TXCT.

Le circuit de modulation TXCT comprend un oscillateur contrôlé en tension VCO qui est contrôlé par le circuit PLL. Le circuit PLL comprend à cet effet un comparateur qui reçoit en entrée la tension de modulation F1/N sur l'entrée de phase PCOMP. Le

comparateur de phase reçoit une fréquence de référence F_{REF} . Exemple délivrée par diviseur est reliée à un oscillateur.

5 comparateur délivre un signal appliqué sur une entrée l'intermédiaire d'un filtre bande passante déterminée. Le signal en fréquence et en phase est

10 $N/M * F_{REF}$.

Le circuit TXCT est ici de données par modulation en quadrature) prévu par exemple.

15 Le circuit TXCT reçoit un signal analogique S_x et le signal de modulation RFS x destiné à être modulé. Il est modulé en phase au moyen de la quadrature.

20 Le circuit TXCT comprend l'entrée reçoit le signal V une porteuse F_{RF} de modulation. K étant généralement égal à numérisé par un convertisseur modem codeur CODEM puis 25 processeur IQGEN. Le précessor bande de base de fréquence F_I en quadrature Q . Le signal I d'un mélangeur IMIX, amplificateur IAMP, et la 30 entrée d'un mélangeur Q , amplificateur QAMP. Le deuxième autre entrée la porteuse F_{RF} sur une autre entrée la première délivrée par un déphaseur D 1 . IMIX, QMIX sont appliquées 35 délivrées par un déphaseur D 2 .

Le signal RFS x est

une autre entrée une fréquence F_{REF} est par M DIVM dont l'entrée quartz. La sortie du contrôleur Vcont qui est contrôlé du VCO par boucle LOOPF ayant une tension V_1 est ainsi asservie. La fréquence F_1 est égale à

circuit de transmission en IQ (modulation PM en un téléphone mobile. Il reçoit un signal du VCO, et délivre un signal à une antenne RF, qui fournit deux signaux I et Q en

émetteur par K DIVK dont dont la sortie délivre F_{RF} étant égale à F_1/K , à 4. Le signal S_x est puis est appliqué à un précessor encore appliquée à un IQGEN délivrée, dans une deux signaux en phase I et Q appliqués sur une entrée l'intermédiaire d'un IMIX reçoit sur une mélangeur QMIX reçoit F_{RF} déphasée de 90° , sorties des mélangeurs additionneur IQAD qui

Le signal RFS x est

appliqué à un amplificateur. La sortie forme la sortie du moduleur.

Le signal Sx contient les informations à transmettre, par exemple le spectre de fréquences et la modulation prévu par la norme GMSK en GSM). En considérant que le signal Sx est une tonalité pure, le circuit IQGEN délivre alors une modulation en quadrature $I = \cos(F_{BB})$ et une modulation de phase IQ est unique de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$. La fréquence F_{BB} est supprimée par la filtre passe-bas dont la porteuse F_{RF} est également supprimée.

En raison d'imperfections de la modulation, ou "non-linéaire", le signal comprend en plus de la composante fondamentale $F_{RF} + F_{BB}$, des harmoniques et des composantes, l'une au moins proche de la fréquence d'oscillation F_1 du VCO. La première harmonique H_1 (composante fondamentale) n'existe pas ou présente une faible intensité ($K=1$), de la deuxième harmonique H_2 est très proche de la fréquence F_1 du VCO car la fréquence de la porteuse F_{RF} est très élevée (quelques GigaHertz). De la troisième harmonique H_3 présente une intensité élevée ($K=3$) et de la quatrième harmonique H_4 présente une intensité élevée ($K=4$). Quand $K=2$, la deuxième harmonique H_2 est en effet très proche de la fréquence F_1 du VCO car la fréquence de la porteuse F_{RF} est très élevée (quelques GigaHertz). De la quatrième harmonique H_4 présente une intensité élevée ($K=4$) qui est proche de la fréquence F_1 du VCO.

Il est connu que l'oscillateur du VCO, par divers chemins parasites, dégrade

la qualité de la sortie RFAMP dont la fréquence de transmission TXCT. Généralement des données à bits codées, et présente un fonctionnement automatique du schéma de transmission en oeuvre (par exemple "single tone"), lequel fournit deux sinusoïdes pures en phase (F_{BB}). Le résultat de la transmission dans ce cas une tonalité pure, sans la composante image $F_{RF} + 2F_{BB}$ et sans la composante quadrature, et sans la composante image $F_{RF} - 2F_{BB}$.

Le signal de sortie passe par un filtre passe-bas utile H1 de fréquence H_1 , H_2 , H_3 , H_4 , ... Parmi ces harmoniques, la première est proche de la fréquence F_1 du VCO. Il s'agit de la première harmonique lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par 2, de la deuxième harmonique lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par 4, de la troisième harmonique lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par 8, et de la quatrième harmonique lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par 16. La fréquence de la première harmonique est égale à $2F_{RF} + 2F_{BB}$ (soit $F_1 + F_{BB}$). La fréquence centrale F_1 du VCO est faible ($F_1 < 100$ MHz). Lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par 4, la première harmonique est à $4F_{RF} + 4F_{BB}$ (soit $2F_1 + 2F_{BB}$). La fréquence centrale du VCO est alors égale à $F_1 + F_{BB}$. Il est possible d'obtenir la même fréquence centrale du VCO en utilisant un diviseur DIVK égal à 2 ou 8. La fréquence centrale du VCO est alors égale à $2F_1 + 2F_{BB}$ ou à $4F_1 + 4F_{BB}$ (soit $2F_1 + 2F_{BB}$). La fréquence centrale du VCO est alors égale à $F_1 + F_{BB}$. Il est possible d'obtenir la même fréquence centrale du VCO en utilisant un diviseur DIVK égal à 2 ou 8. La fréquence centrale du VCO est alors égale à $F_1 + F_{BB}$.

Diverses méthodes se
inconvénient.

Il est ainsi connu
substrat distinct de celui
5 modulation de phase IQ. Ce
coffret blindé et comport
circuit TXCT qui sont éga
empêchant les harmoniques
TXCT de "remonter" jusqu'
10 barrières comprennent gé
connecteurs de type "balun"
tampons... et doivent être
de conduction reliant le
les chemins d'alimentation.
15 complexe à mettre en œuvre
des circuits RF, ce qui
sur le prix de vente des t

D'autres méthodes rep
architecture de circuit d
20 laquelle le VCO est pa
parasites.

Ainsi, les systèmes
VCO et plusieurs mélangeu
prémodulation utilisant u
25 Dans l'étage de sortie, la
nettement décalée relativem
VCO, et les harmoniques su
VCO sont des harmoniques e
haut rang qui sont forteme

30 Les systèmes hété
l'inconvénient de nécessit
VCO, ainsi que des
supplémentaires, et sont
encombrants.

35 Une autre solution po
en fréquence consiste à
dans les VCO. Une telle

mes pour pallier cet

aliser le VCO sur un
et le circuit TXCT de
rat est agencé dans un
oyens de connexion au
barrières d'isolation
es émises par le circuit
du VCO. De telles
nt des filtres, des
sulateurs, des circuits
dans tous les chemins
circuit TXCT, y compris
solution est toutefois
ave le prix de revient
ute en bout de chaîne
s mobiles.

ns la prévision d'une
ation de phase IQ dans
ible aux harmoniques

es utilisent plusieurs
scade, et un étage de
ence intermédiaire IF.
ce du signal modulé est
la fréquence propre du
es d'interférez sur le
produits de mélange de
és.

présentent toutefois
emploi d'au moins deux
rs et des filtres
à eux-mêmes coûteux et

ar l'effet d'accrochage
une boucle de recopie
e de recopie permet

d'obtenir des fréquences à la fréquence centrale de sa bande passante boucle). Toutefois, cet 5 l'emploi de plusieurs VCO moins.

Diverses architectures ou de VCO peu sensibles à la fréquence sont décrites 10 63211074, US 5144260, US

La présente invention différent pour supprimer l'accrochage en fréquence et peu coûteux à mettre 15 en place. Elle obtient bons résultats dans un circuit à qu'un seul VCO, qu'il s'agit de phase IQ ou d'un circuit encore d'un circuit d'amplitude.

20 Pour atteindre cet objectif, la méthode repose sur une étude de la perturbation intervenant plus loin. Au terme de cette étude, on peut décrire plus en détail par la suite l'accrochage en fréquence dans le VCO d'une façon qui indique que les multiples chemins parallèles fonctionnent de manière différente. Ces 25 perturbations sont dues aux parasites. Ces parasites sont les uns aux autres et leur résultant unique qui est la somme vectorielle des signaux parasites.

30 On a également pu déterminer que le résultant est la cause de perturbations attribuables à la fréquence, et que sa amplitude est dépendante de l'atténuation dans les circuits.

35 Les perturbations décalées par rapport à la fréquence centrale et se trouvant en dehors de la bande passante sont éliminées par le filtre de passe-bas. Cela nécessite également de trois VCO au moins.

40 Circuits de modulation RF utilisant l'effet d'accrochage en fréquence sont décrits dans les brevets US

45 un procédé tout à fait différent consiste à limiter l'effet d'accrochage en fréquence dans le VCO, qui soit simple et qui puisse offrir de la modulation sans utiliser un circuit de modulation. Ce procédé utilise la modulation d'amplitude ou la modulation de phase et

50 la présente invention décrit des mécanismes de limitation de l'accrochage en fréquence dans le VCO, qui sera décrite plus en détail plus tard. Et comme cela sera vu plus tard, on peut conclure que l'effet d'accrochage est imputable à l'injection de parasites qui traversent le VCO. Chacun de ces parasites a une fréquence propre et il y a ainsi une pluralité de parasites qui s'ajoutent pour donner un signal parasite résultant de la somme

55 que le signal parasite résultant est la cause de l'accrochage en fréquence, et que son amplitude est dépendante de l'atténuation dans les circuits.

supprimer l'effet d'accrochage en fréquence, à tout le moins de le diminuer d'une manière suffisante au regard des spécifications attendues d'un circuit de modulation RF.

5 Ainsi, l'idée de la présente invention est d'injecter volontairement dans un VCO un signal parasite qui a la même amplitude que le signal parasite résultant injecté involontairement mais qui se trouve en opposition de phase avec celui-ci, de telle sorte que la somme vectorielle du signal parasite résultant injecté involontairement et du signal parasite injecté volontairement est égale à 0. Un tel signal parasite injecté volontairement forme un signal de compensation selon l'invention qui neutralise l'effet d'accrochage en 10 fréquence dans un VCO.

15 Une autre idée de la présente invention est de générer le signal de compensation en prélevant l'harmonique perturbatrice dans le circuit de modulation lui-même, en un point rien en harmonique, puis en 20 appliquant cette harmonique à un circuit de contrôle d'amplitude et de phase afin de délivrer le signal de compensation.

25 Plus particulièrement, la présente invention concerne un procédé pour mobiliser le fonctionnement d'un oscillateur contrôlé en tension piloté par une boucle à verrouillage de phase, l'oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF et recevant par 30 l'intermédiaire d'au moins un chemin parasite une composante harmonique de fréquence égale ou proche de celle du signal RF émis, susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence, comprenant l'injection, dans l'oscillateur contrôlé en tension, d'un signal de compensation ~~duquel l'effet d'accrochage en~~ fréquence, dont la phase et l'amplitude sont ajustées de manière à neutraliser les perturbateurs de la composante harmonique.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est ajusté en amplitude et en phase de manière à présenter une amplitude sensiblement égale à l'amplitude d'un signal parasite résultant de l'injection involontaire dans l'oscillateur contrôlé en tension, par au moins un chemin parasite, de la composante harmonique perturbatrice, et une phase opposée à celle du signal parasite.

Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection non symétrique, à un point de l'oscillateur contrôlé en tension, d'un signal de compensation ayant une composante unique.

Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes, et l'injection non symétrique de ces composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes en opposition de phase, et l'injection de ces deux composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique produite dans le circuit de modulation.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique produite dans un amplificateur d'un circuit de modulation et émise la composante harmonique perturbatrice.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'une composante harmonique produite par un circuit de génération d'harmonique.

Selon un mode de réalisation, la phase du signal de compensation est ajustée à l'aide d'un circuit déphaseur.

Selon un mode de réalisation, l'amplitude du signal de compensation est ajustée au moyen d'un circuit atténuateur comprenant des résistances ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

5 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe d'au moins deux éléments atténuateurs dont les sorties sont additionnées.

10 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits ayant leurs sorties additionnées et recevant une quadrature de phase issue d'une perturbatrice.

15 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits ayant leurs sorties additionnées et recevant une quadrature de phase issue de la composante harmonique perturbatrice.

20 Selon un mode de réalisation, les signaux en quadrature de phase sont générés au moyen d'un pont équilibré de résistances sensibles à la température.

25 Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des capacités et des résistances ajustables pilotées par des signaux analogiques d'ajustage.

30 Selon un mode de réalisation, les données numériques d'ajustage sont stockées dans une mémoire.

35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans une ligne d'un composant actif de l'oscillateur.

Selon un mode de compensation, le signal de compensation est injecté dans l'oscillateur passif de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de compensation, le signal de compensation est injecté par le biais d'un circuit de modulation.

La présente invention concerne également un circuit RF comprenant un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF, un circuit à verrouillage de phase pour contrôler l'oscillateur contrôlé en tension, un circuit de modulation recevant le signal RF et délivrant un signal modulé comprenant au moins une composante harmonique d'effet d'accrochage égale ou proche de celle du signal RF délivré par l'oscillateur contrôlé en tension, la composante d'effet d'accrochage étant susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage.

RF comprenant un circuit d'accrochage en fréquence au moins la composante harmonique d'effet d'accrochage.

moyens pour modifier la composante harmonique d'effet d'accrochage.

compensation de l'effet d'accrochage.

moyens d'injection du signal de compensation dans l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de compensation, la compensation est ajustée de manière que le signal de compensation soit sensiblement égale à la composante harmonique résultant de l'injection dans l'oscillateur contrôlé en tension, par la composante harmonique opposée à celle du signal de compensation.

Selon un mode de compensation, la compensation est un circuit qui délivre un signal de compensation.

est injectée en un point tension.

5 Selon un mode de compensation est un circuit signal de compensation a injectées en deux points contrôlé en tension.

10 Selon un mode de compensation est un circuit signal de compensation en opposition de phase qui différents de l'oscillateur.

15 Selon un mode de compensation reçoit en tension prélevée dans le circuit.

20 Selon un mode de compensation reçoit en tension prélevée dans un amplificateur de modulation.

25 Selon un mode de compensation reçoit en tension délivrée par un circuit distinct du circuit de compensation.

30 Selon un mode de compensation comprend un déphasage de la phase de la composante harmonique.

35 Selon un mode de compensation comprend une composante harmonique et des signaux en quadrature.

40 Selon un mode de compensation comprend une composante harmonique et des signaux en quadrature.

45 Selon un mode de compensation comprend un pont équilibré qui est peu sensible à la tension.

oscillateur contrôlé en tension.

50 Selon un mode de compensation est un circuit de phase qui délivre deux composantes qui sont opposées de l'oscillateur.

55 Selon un mode de compensation est un circuit de phase qui délivre deux composantes en opposition de tension.

60 Selon un mode de compensation est une composante harmonique.

65 Selon un mode de compensation est une composante harmonique à la sortie du circuit de modulation.

70 Selon un mode de compensation est une composante harmonique en quadrature d'harmonique.

75 Selon un mode de compensation comprend un déphasage pour modifier la tension reçue en entrée.

80 Selon un mode de compensation comprend un déphasage recevant la tension et délivrant deux tensions.

85 Selon un mode de compensation comprend un déphasage recevant la tension et délivrant des tensions de phase.

90 Le circuit déphaseur comprend des inductances et des capacités.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation comprend au moins un circuit atténuateur pour modifier l'amplitude de la composante harmonique reçue en entrée.

5 Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des résistances et/ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

10 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe d'au moins deux ouverts atténuateurs dont les sorties sont additionnées pour contrôler la phase et l'amplitude du signal de réception.

15 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits électroniques ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

20 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits électroniques ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase et en opposition de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

25 Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des capacités et/ou des résistances ajustables contrôlées par des signaux analogiques et/ou numériques/analytiques.

30 Selon un mode de réalisation, des données numériques d'ajustage des capacités stockées dans des cellules convertisseur numérique/

35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans l'oscillateur actif de l'oscillateur.

40 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans l'oscillateur passif de l'oscillateur.

Selon un mode de réalisation du signal de compensation d'injection couplée à un oscillateur contrôlé en tension.

5 Ces objets, caractérisés d'autres de la présente invention, détaillé dans la description de l'invention et de divers circuits de compensation sont non limitatif en relation avec lesquelles :

- la figure 1 représente le circuit de compensation de phase IQ classique contrôlé en tension,
- 15 - la figure 2A est le circuit de modulation de l'oscillateur contrôlé en tension, montrant un phénomène de saut de fréquence;
- la figure 2B est le circuit de modulation de l'oscillateur contrôlé en tension, montrant un phénomène de bruit et de saut de fréquence;
- 20 - la figure 3 représente l'oscilloscopie de la présence d'un signal parasite, montrant un phénomène de bruit et de saut de fréquence;
- la figure 4 représente la variation de la phase dans le cœur du VCO,
- 25 - la figure 5A représente le spectre de fréquences d'un signal délivré par le circuit de la figure 1 lorsque un signal de modulation de phase IQ est appliqué en quadrature;
- 30 - la figure 5B représente le spectre de fréquences d'un signal présent dans l'oscillateur de la figure 1,
- les figures 6A et 6B sont des représentations vectorielles illustrant d'une fréquence unique et représenté en figure 5B,

les moyens d'injection d'inductance dans l'oscillateur

avantages ainsi que seront exposés plus en détail du procédé de réalisation de l'invention, faite à titre d'figures jointes parmi

autres de modulation de l'oscillateur contrôlé en

un modèle théorique utilisé pour analyser

un modèle théorique utilisé pour analyser le phénomène de saut de fréquence dans un oscillateur contrôlé en tension en présence d'un signal parasite,

autres de fréquence dans un oscillateur contrôlé en tension en présence d'un signal parasite arrivant dans l'oscillateur,

autres de fréquences d'un signal délivré par l'oscillateur de la figure 1 lorsque un signal de modulation de phase IQ est appliqué en quadrature;

autres de fréquences d'un signal présent dans l'oscillateur de la figure 1,

les représentations vectorielles illustrant l'apparition d'une fréquence unique

- la figure 7 représente le signal parasite présent sur la tension de la figure 1,

- la figure 8 représente l'oscillateur contrôlé en tension comprimé selon l'invention,

- la figure 9 est le schéma d'un oscillateur contrôlé en tension comprimé dont les points de compensation sont repérés des points de compensation selon l'invention,

- la figure 10 représente le principe de réalisation d'un oscillateur contrôlé en tension, et

- la figure 11 est le schéma de contrôle de phase représenté sur la figure 10,

- la figure 12 est le schéma de contrôle d'amplitude représenté sur la figure 10,

- la figure 13 représente le principe de réalisation d'un oscillateur contrôlé en tension, et

- la figure 14 est le schéma de signaux en quadrature représenté sur la figure 13,

- la figure 15 est le schéma de contrôle d'amplitude représenté sur la figure 13,

- la figure 16 est un diagramme fonctionnement du circuit de la figure 13,

- la figure 17 représente le troisième mode de réalisation de compensation selon l'invention,

- la figure 18 est le schéma de signaux en quadrature représenté sur la figure 17, et

la de réjection d'un oscillateur contrôlé en également un oscillateur circuit de compensation électrique partielle d'un circuit basique, sur lequel est appliquée la tension d'un signal de tension de blocs un premier principe de compensation selon le principe d'un élément de forme de bloc en figure 10,

principe d'un élément de forme de bloc en figure 11,

principe de blocs un second principe de compensation selon le principe d'un générateur sous forme de bloc en figure 12,

principe d'un élément de forme de bloc en figure 13,

phase illustrant le fonctionnement de la figure 14,

forme de blocs un principe de compensation selon l'invention de la figure 15,

principe d'un générateur sous forme de bloc en

- la figure 19 est le schéma de principe d'un élément de contrôle d'amplitude représentant la forme de bloc en figure 17.

Fondements expérimentaux et théoriques de l'invention

10 Comme exposé plus haut, l'objectif de la présente invention est d'injecter dans le VCO un signal de compensation qui neutralise en phase et en amplitude un signal parasite résultant éventuellement comme vectorielle des signaux parasites incident sur la diode d'une composante harmonique délivrée par un circuit de modulation.

Avant de décrire des circuits de réalisation de circuits de compensation permettant de générer un tel signal de compensation, il convient d'abord succinctement décrire diverses observations expérimentales, études théoriques et hypothèses ayant conduit à la présente invention.

Les dégradations causées par la fréquence se traduisent par une distinction d'une part des parasites dans le VCO, et d'autre part entraînant une erreur de phase dans le spectre. Il convient de démontrer que cette cause unique prenant la forme d'un signal ayant une amplitude et une phase constantes, et une corrélation d'amplitude du signal parasite avec la fréquence d'accrochage en fréquences distinctes. On observe instantanément la modulation parasite constante et des raies multiples du VCO. Il existe deux phénomènes qui ont une cause unique. Ces deux causes sont examinées, et qu'ils sont de phase et de phase engendre.

Des observations et des simulations informatiques ont été combinées pour étudier les phénomènes de propagation des ondes de choc.

Dans la description de l'exemple de circuit de relation avec la Figure 1, DIVK est supposé égal à 2.

II. théoriques de

de réalisation de
de générer un tel
évidemment décrire
, études théoriques
sente invention.

ffet d'accrochage en combinaisons distincts. On expérimente instantanés de modulation 'parasite' instantanée et des raies émanances du VCO. Il y a phénomènes ont une 'enveloppe' parasite unique démodinées, et qu'ils servent de phase et s'engendre.

2. *Etudes théoriques*

... se référera à
n TXCT décrit en
ciant K du diviseur
, c'est la deuxième
de l'amplificateur
l proche de la

Modélisation d'un VCO

Conformément à une sur les figures 2A, 2B, forme de deux éléments A 5 la partie active du VCO, de transconductance de réactive du VCO, modél capacité et une induc impédance $F(\omega)$ de valeur

10

$$(1) F(\omega) = (1/R + j\omega C)^{-1}$$

A l'équilibre du VCO (c 2A), l'équation de la bou

15

$$(2) V_1 = (0)$$

soit :

$$(3) (0)$$

20

Pour que des conditions obtenues, il faut que 1 soit égale à :

25

$$(4)$$

Il en découle que : $G_1 =$

Premier phénomène perturbant le VCO

Un premier phénomène du VCO en présence d'un de la fréquence centrale apparaît quand les di 35 modulation sont activés, 2A par la fermeture d'un contact. La fréquence centrale F_1 est alors de

is. et comme illustré peut être modélisé sous boucle fermée, A étant par un amplificateur B étant la partie une résistance, une pa allèle, soit une

SW ouvert en figure s'crit :

$$(0)$$

lition stable soient la centrale ω_1 du VCO

$$(0)$$

Autre de fréquence dans

ation des performances issue est un décalage de signal parasite dans du circuit de schématisé en figure pour SWP. La fréquence une fréquence F_2 de

pulsation ω_2 et le décalage de fréquence ΔF peut s'écrire :

$$(5) \Delta F = \omega_2 - \pi$$

5

Lorsque le VCO est associé à un circuit illustré en figure 1, le décalage est compensé par le circuit PLL et la fréquence centrale originelle. Il se traduit alors par des sauts de fréquence $\Delta F(t)$.

10 Ce phénomène a été observé dans les circuits mélangeurs IMIX où la tension. La fréquence F_{BB} de la tension de base est alors F_{BB} est égale à la fréquence propre F_1 du VCO :

$$(6) K=2 \text{ et } F_{BB}=0 \Rightarrow H_2 = 2$$

20

Comme illustré en figure 1, la tension V_1 délivrée par le VCO a une fréquence à chaque impulsion égale à F_1 . Ces sauts de fréquence sont dus à l'effet des chemins parasites et la fréquence d'origine par verrouillage de phase. Les tensions appliquées aux canaux I et Q sont l'amplitude du signal de l'harmonique perturbatrice H_2 .

30

Les sauts de fréquence peuvent être mathématiquement en référence au signal de VCO décris plus haut et représenté en (5). Le signal parasite a pour valeur une amplitude V_{sp} et une phase ϕ .

35 est la suivante :

$$(7) V_1 = V_1 G$$

circuit PLL, comme la fréquence est nène le VCO sur sa décalage en fréquence instantanés

en appliquant aux deux impulsions de la base est alors F_{BB} est égale à la

$$\Rightarrow H_2 = 2F_{RF} = F_1$$

observe alors que la fréquence des sauts de fréquence dans les canaux IQ. La tension instantanée est lent de la tension de la boucle à être des tensions qui dépendent de la phase et de la tension V_{RF} et donc de la tension dans le VCO.

être caractérisés par la tension de VCO décris par (5). Considérant que la tension de VCO est présente dans l'équation de boucle

$$\cdots e^{j\phi}$$

En considérant maintenant que le signal parasite est maintenu à la tension de sortie V_1 du cœur du VCO par un chemin : lorsque l'interrupteur SWP est fermé, 5 transfert $\alpha e^{j\phi}$, lorsque l'interrupteur SWP est ouvert, l'équation de boucle peut s'écrire : 10

$$(8) V_1 = V_1 C_1 + V_1 \alpha e^{j\phi}$$

avec :

$$(9) \alpha =$$

En exprimant la fonction de transfert parasite en 15 coordonnées cartésiennes :

$$(10) b =$$

$$(11) d =$$

20 on peut trouver le terme C_1 et on obtient l'équation de boucle :

$$(12) \omega_2 = 1/2 [d/ (1-b)RC + \alpha^2/ (1-b)RC + (1-b)RC]^2 + 4/LC]$$

25 Ainsi, il apparaît que lorsque $\alpha = 0$ est nul et que la pulsation ω_2 est égale à la pulsation ω_1 . La phase du signal réinjecté est nulle par rapport à la phase de la tension V_1 ($\phi=0$). Dans ce cas le décalage de fréquence ΔF est nul. Si au contraire $\phi = 90^\circ$ (phase opposée du signal parasite) 30 alors $b=0$, $d=\alpha$ et :

$$(13) \omega_2 = 1/2 [\alpha/ (1-\alpha^2/RC)^2 + 4/LC]$$

soit :

35

$$(14) \Delta F = [1/2 [\alpha/RC + \sqrt{1-\alpha^2/RC^2} - \alpha^2/RC] - \omega_1]/2\pi$$

Ces relations entre la phase et le signal perturbateur ont été confirmées par des simulations informatiques faites à partir du modèle de VCO. En suivant l'injection dans le VCO d'un signal parasite à phase variable, on a pu tracer une courbe telle que celle représentée en figure 4. Il apparaît sur cette figure que la fréquence centrale F_1 du VCO présente des décalages variant entre deux maxima $+\Delta F_{\text{max}}$ et $-\Delta F_{\text{max}}$ en fonction de la phase ϕ du signal parasite, et présente une valeur nulle lorsque la phase du signal parasite est nulle.

En définitive, les observations permettant de caractériser les sauts de fréquence sont confirmées par les constatations expérimentales ainsi que par les simulations informatiques. Cela signifie en ce qui concerne les sauts de fréquence qu'il existe une correspondance exacte entre les caractéristiques électriques (amplitude et phase) du signal parasite qui entre dans le cœur du VCO et celles du signal perturbateur.

Second phénomène perturbateur : les parasites dans le spectre de fréquences du VCO

Ce phénomène est mis en évidence en appliquant par exemple sur le canal I et le canal Q deux sinusoïdes pures de fréquence F_{BB} en phase et en phase. Comme représenté en figure 5A, il suffit alors à la sortie du circuit TXCT un signal H1 à la fréquence centrale unique, de fréquence $F_{\text{RF}}+F_{\text{BB}}$ (composante H1). Il apparaît également des harmoniques H2, H3... Cependant nous également, des traces de la porteuse F_{RF} et de la fréquence $F_{\text{RF}}-F_{\text{BB}}$ qui est neutralisé en raison de la modulation de phase en quadrature.

K étant ici égal à 1, la raie H2 est la plus proche de la fréquence centrale F_1 du VCO. La fréquence $2F_{\text{RF}}+2F_{\text{BB}}$, soit F_1+2F_{BB} , est injectée dans le VCO par des chemins parasites. Au moyen d'un analyseur de spectre, on voit apparaître, en sus du signal

de la porteuse F_1 , une raie

parasite SH2 de même fréquence : harmonique H2, comme cela est illustré en figure 1.

On voit également que la fréquence centrale F_1 du V.L.

5 ISH2 de fréquence $2F_{RF}-2F_{BS}$ (s)

La présence de cette oscillation peut s'expliquer d'une manière illustrée sur les figures 6A et 6B. Un VCO est un système qui, par sa nature, est limité en amplitude et fonctionne comme un discriminateur à écrêtage vis-à-vis du signal parasite injecté, de fréquence. Figure 6A montre comme vectorielle d'un vecteur \hat{V}_1 de fréquence f_1 et vecteur tournant ("phasor") \hat{V}_2 de fréquence f_2 . L'amplitude du vecteur \hat{V}_1 est définie par les conditions d'oscillation du VCO

15 et ne peut pas être dépassé
d'amplitude du vecteur tour
supprimée par le VCO. Ce
mécanisme de suppression
transforme le vecteur \hat{V}_1
20 selon un axe AA' qui est
selon lequel le vecteur \hat{V}_1 est
vectorielle de ce vecteur
 \hat{V}_3' d'amplitude $V_2/2$ et
fréquences respectives 2ω
25 autre phénomène due à la
constraint le vecteur par
phase avec le vecteur ce
illustré en figure 6B, il
la somme des deux vecteurs
30 constante et égale à celle
est donc alignée avec l'axe
produit dans bande passante
de phase.

En résumé, il existe 35 aux contraintes d'amplit qui s'exercent sur le si fois que celui-ci est inj

harmonique H2, comme

gauche de la
parasite image

peut s'expliquer
6A et 6B. Un VCO
est limité en
vecteur à écrêtage
signal. parasite
comme vectorielle
vecteur tournant
litude du vecteur
oscillation du VCO

, la composante
fréquence $2F_{BB}$ est
en figure 6A, le
ante d'amplitude
leur $\uparrow V2'$ orienté

La décomposition des vecteurs \dot{V}_3 , de phase et de \dot{V}_1 , cela s'ajoute un circuit PLL, qui permet \dot{V}_3 à être en phase. Ainsi, comme le vecteur résultant de la somme est maintenu central \dot{V}_1 . Elle

age ISH2 est due
raintes de phase
du parasite une

Ces perturbations sont bien illustrées sur la figure 5B, sur laquelle on voit que la courbe Φ_{noise} représente à la fois l'agitation thermique dans le cristal et d'autre part une courbe C_m représentant l'amplitude de charge lorsque la fréquence F_{BB} varie. La forme de la courbe Φ_{noise} est très loin.

Dans des conditions 10 signaux I et Q dans la bande de sinusoïdes pures mais des dont la fréquence instant l'intérieur de la bande de fréquences parasites représenté 15 cesse et l'on observe parasites.

L'amplitude des deux expérimentalement pour divers F_{BB} des signaux I et Q. La figure 5B est représentée par un tracé où l'axe horizontal est une fréquence offset offrant une fréquence $2F_{BB}$ de la raie centrale F_1 du VCO. L'axe des raies parasites est donc. Ce l'amplitude des raies parasites maximum lorsque la fréquence de résonance F_C de la boucle est modifiée par le circuit de $2F_{BB}$ augmente au-delà de la raie centrale. La courbe C_m décroît également la bande passante du circuit est rejeté par le circuit de b_1 .

sentées sur la
part une courbe
engendrée par
nce du VCO, et
es variations de
e la fréquence
décrise plus

réelle, les
ne sont pas des
ques complexes
permanence à
ence, les deux
é bougent sans
re de signaux

a été mesurée : la fréquence présentée sur la en figure 7, et vite SH2, ISH2. Marithme d'une nce entre la la fréquence amplitude des tal montre que présente un la fréquence respond à la PFE telle que la fréquence amplitude des db/décade. La intérieur de signal parasite

Il est important de noter que les observations confirment qu'il est suffisant de prendre en compte les perturbateurs de l'harmonique de rang 1 de la fréquence centrale f_1 du VCO, mais pas au voisinage des limites de la bande. En effet, l'effet perturbateur des harmoniques de rang supérieur est faible en raison de la décadie.

On peut également remarquer que l'amplitude des harmoniques diminue rapidement lorsque l'ordre des harmoniques de rang élevé. Cela est dû aux circuits de modulation radicale qui sont sensibles à l'effet d'accrochage en fréquence dans lesquels $K=2$, par exemple, dans la transmission prévue pour le Global System (GSM). Les circuits de transmission ("Global System for Mobile Communications") présentent un rapport K général égal à 2. Les oscillateurs contrôlés en tension sont mal adaptés à l'harmonique de rang 4, qui est de l'ordre de 10 dB.

Le bruit de phase observé est caractérisé de façon théorique par la relation de la figure 2B. Selon une analyse théorique, la phase naturel d'un VCO, en l'absence de tout signal porteuse extérieur, est engendré par la résistance R du VCO (partie active) et la tension de phase naturel exprimée en décibels, soit $20 \log_{10} V_1$ de la fréquence centrale f_1 suivante :

$$(15) \quad 20 \log_{10} [(1/\sqrt{2}) * V_1] = (4kTR) / (2\pi f_1)$$

" V_1 " étant l'amplitude d'oscillation du VCO en l'absence de signal porteuse.

Les observations montrent que les effets de l'oscillation de la fréquence se trouvent dans la bande du VCO, car l'effet de l'oscillation de la fréquence est de 20 dB par décade.

On peut également remarquer que l'amplitude des harmoniques diminue rapidement lorsque l'ordre des harmoniques de rang élevé. Cela est dû aux circuits de modulation radicale qui sont sensibles à l'effet d'accrochage en fréquence dans lesquels $K=2$, par exemple, dans la transmission prévue pour le Global System (GSM). Les circuits de transmission ("Global System for Mobile Communications") présentent un rapport K général égal à 2. Les oscillateurs contrôlés en tension sont mal adaptés à l'harmonique de rang 4, qui est de l'ordre de 10 dB.

Le bruit de phase observé est caractérisé de façon théorique par la relation de la figure 2B. Selon une analyse théorique, la phase naturel d'un VCO, en l'absence de tout signal porteuse extérieur, est engendré par la résistance R du VCO (partie active) et la tension de phase naturel exprimée en décibels, soit $20 \log_{10} V_1$ de la fréquence centrale f_1 suivante :

$$(15) \quad 20 \log_{10} [(1/\sqrt{2}) * V_1] = (4kTR) / (2\pi f_1)$$

" V_1 " étant l'amplitude d'oscillation du VCO en l'absence de signal porteuse.

de Boltzmann, T la tempérance de la partie réactive

En d'autres termes, le rapport entre l'amplitude 5 l'amplitude $V1rms$ et la fréquence travers la fonction de transfert

En considérant que le parasite injecté dans le "vprms" son amplitude est 10 raisonnablement similaire au permis phase Φ_{out} dû à l'injection qui est donc plutôt maine parasite) obéit à la relation

$$15 \quad (16) \quad \Phi_{out} = 20 \log(1/2 * (V_{sp}rms/V1) / R) \text{ dBc}$$

ω_{off} étant la pulsation d'offset F_{off} ($F_{off} = 1/2F_{BB}$) 20 La relation 16 confirme le niveau de ruisseau parasite en fonction de une décroissance linéaire dans de la bande passante de la constaté expérimentalement ; 25 En renversant la relation

$$(17) \quad V_{sp}(\Phi_{out}) = 2^{10} \Phi_{out} \text{ dBc}$$

En mesurant le niveau à la sortie du VCO un peu 30 signal parasite (tension au cœur du VCO).

Conclusions : les théoriques et formes d' 35 En résumé ce sont mathématiques confirmées expérimentales et par de

n , et R la résistance de la partie réactive en Ohms.

apparaît comme thermique et du VCO vu à

ruit est un désignant par "vprms", un le bruit de parasite (et eau de ruisseau de

la fréquence ($=2$) le niveau de offset présente à dehors de qui a été 7).

;

$$(\Phi_{out})/R) * V1$$

Φ_{out} en dBc le niveau du ruit dans le

mentales et uniques équations observations informatiques,

montrent que les deux phénomènes (les sauts de fréquence et le bruit de phase) sont attribuables à un signal prenant la forme d'un signal à 5 phase déterminées.

En référence à la figure 1, cette technique et un modèle de ce circuit peuvent ainsi être obtenus. Le circuit représenté en 10 modulation IQ du circuit de la porteuse F_{RF} proportionnelle à la fréquence du VCO, et plus particulière- 15 ment à $F_{1/4}$ (K=4) selon l'application dans un circuit de modulati- 20 réels et donc nécessaires. Ainsi une légère imperfection de la forme de sortie délivrée par un circuit de modélisé par un polynôme :

$$(18) F(t) = b_0 + b_1 x(t) + b_2 x(t)^2 + b_3 x(t)^3 + b_4 x(t)^4 \dots$$

soit :

$$(19) F(t) = b_0 + H_1 \cos(\omega t) + H_2 \cos(2\omega t) + \dots$$

b₀ étant la composante continue de la sortie, H₁ étant la composante de signal de sortie à la première harmonique, H₂ étant la deuxième harmonique, etc..

Des harmoniques sont générées et perturbe son fonctionnement. L'injection de signal parasite perturbe le plus près de la fréquence de

récepteurs que sont un parasite (ou la cause unique d'amplitude et de

problème de ce problème peut être : dans les étages de LCT modulent une source centrale F₁ à 1/2 (K=2) ou à 1/4 (K=4). Le signal modulé passe des composants et présente une irrégularité. Le signal à la sortie peut être

l'amplitude de la

sortie utile du signal utile, H₂ l'amplitude de la

soit

l'harmonique H_2 pour $K=2$ et le H_4 quand $K=4, \dots$

L'harmonique H_2 est créée par le VCO par de multiples coups d'induction magnétique, radiotransmis et reçus, passant par le substrat, chemins de l'alimentation électrique... fonction de transfert par des blocs SA1, SA2, ...

Quel que soit le nombre de parasites, les signaux parasites A_2, A_3, \dots existent donc un signal parasite A_1 qui est le résultat de la somme A_1, A_2, \dots An et qui présente une phase déterminée :

Annexe 5

Caractéristiques **Annexe 5** **l'invention**
 20 Selon l'invention, on peut ajouter une compensation B_{comp} , ayant la même opposition de phase et un déphasage de 180° .
 25 Le signal B_{comp} est appliqué à la compensation COMPCT en entrée un signal d'ajustage de la compensation déterminé qui lui assure la réalisation d'un circuit.

Le signal déterminé pour correspondre en fréquence souhaitée neutralisera apparaîtra dans le circuit que ce signal soit

COMPCT doit être H_4 dont on a obtenu le signal. Exemples de dans ce qui

qui est facile à extraire des circuits de modulation. La sortie de l'amplificateur de sortie est une tension harmonique.

5 A noter qu'il peut aussi y avoir plusieurs points de mesure de sorties dans certains applications, qu'un point spécifique n'est pas nécessairement accessible. On peut prendre la tension d'harmonique, ou la tension de porteuse, ou le signal RF, ou les composants non linéaires.

10 RFSx après les étages de modulations (modulé) et en appelle aussi des points de mesure.

15 Enfin, on peut prendre le point d'injection du signal RF.

20 Diverses options peuvent être ajoutées à titre d'exemple, une tension électrique partielle de l'oscillateur VCO est ici de type symétrique et consiste en une tension "left" et une tension "right".

25 Ces deux tensions fonctionnent en circuit de tension de sorties P1L, P1R, P2L, P2R, P3L, P3R d'injection. Ces tensions sont représentées par des points de mesure.

30 Le signal Bcomp est une tension de commande de composants passifs, par exemple de transistors bipolaires ou de l'intermédiaire. L'introduction de la tension Bcomp peut également être réalisée par des composants passifs, par exemple des condensateurs C1, C2 (voir schéma). Ces deux condensateurs reçoivent une tension de la tension du signal Bcomp et une tension d'inductif, par exemple une tension d'injection Lc. La tension Bcomp est alors appliquée

à la tension de sortie des deux points de mesure, qui sont riches en harmoniques.

35 Dans certaines applications, la tension H2 ou H4 ne sera pas accessible. On peut alors prendre la tension d'harmonique, ou la tension de porteuse, ou le signal RF, ou les composants non linéaires.

40 Enfin, on peut prendre le point dans le VCO. On se référera à ce point comme VCOL ("VCO left") qui est le schéma de l'oscillateur VCO est ici de type VCOL ("VCO right") qui assure la génération du signal RF. Les tensions P1R, P2L, P2R, P3L, P3R et la tension Bcomp sont illustrées.

45 Les deux tensions de sorties des bornes de mesure sont mesurées sur des bases (P1L ou P1R) par rapport à la masse. Le signal Bcomp est appliqué aux bornes de tension des cathodes de deux transistors. Les anodes sont les bornes de tension des deux transistors. L'injection de la tension Bcomp est réalisée par couplage par une inductance entre la tension d'inductif et la tension d'oscillation du VCO. Le signal Bcomp est alors appliquée aux extrémités

de l'inductance L_0 étant à la masse.

On décrira maintenant
d'un circuit de compensation
qui suit, on supposera l'absence
de perturbateurs de la tension
modulé délivré par la ligne.

Exemples de ci 115 4

10 La figure 10 est pour la réalisation d'un circuit d'invention. Le circuit utilise un décalage de phase de 180°. La sortie du circuit d'amplitude ATTC. Il est possible de séparer le signal Bcomp et la partie VCOR du VCO. C'est un exemple parmi les nombreux circuits plus complexes.

15 20 L'harmonique L'amplificateur de

20 L'harmonique
l'amplificateur de
dépourvu de la f
exemple sur un
bipolaires, et par
25 à supprimer les
signal présent sur

..... Comme représenté
..... comprend une ou une
..... cellules CELLE,

30 comprend un premier,
..... une résistance ajustable
..... second gérant RC fo
..... résistance ajustable
..... chaque cellule est

35 Selon la valeur co
..... permet d'appliquer
..... souhaité à l'har...

• 10 extrémité

réalisation
ion. Dans ce
le signal
es effets
du signal

mode de
MPCT1 selon
réseau à
harmonique H2.
atténuateur
ATTC délivre
NCOL ou à la
choisir par
P2L/P2R,

en nœud de moniques et facile), par transistors cité visant continues du

l circuit PSN
ici deux
LL, CELL2
capacité et
tie avec un
ité et une
sortie de
coupes RC.
l circuit PSN
de phase
monique H2

prélevée avec une atténuateur RFAMP est délivrée par le circuit corrigée ϕ' .

5 Comme représenté, le circuit atténuateur ATTC est réalisé par un résistif ajustable qui délivre l'harmonique H2 (c'est à dire délivrée par le circuit RFCT).

10 Les circuits 13 et 17 sont l'étape de test élémentaire d'un circuit RFCT. Les deux sont ajustées empiriquement et appliquées au circuit RFCT, de sorte qu'un signal "propre" soit vu décris plus haut. Cela n'est possible et dans la mesure d'une neutralisation des parasites pratiques peu réaliste.

15 Ce mode de fonctionnement, selon l'invention, n'est pas mis en œuvre sous forme de mode de fonctionnement. On décrit à maintenir deux autres modes de fonctionnement : le circuit de compensation pour être préféré au circuit intégré F.

20 Les circuits 13 et 17 sont mis en œuvre sous forme de mode de fonctionnement. On décrit à maintenir deux autres modes de fonctionnement : le circuit de compensation pour être préféré au circuit intégré F.

25 Les figures sont ajoutées à l'ajustage. une ligne de commande d'un régistre NVREG est appliquée à un circuit intégré à plusieurs voies, analogiques à deux types de type VARI-CAP.

30 Le circuit intégré à deux types de

35 type non symétrique (c'est à dire l'harmonique H2, plus haut. Le ci-

l'amplificateur avec une phase

le circuit sont diviseur d'amplitude de Bcomp (ϕ').

Le cours d'une en service du amplitude sont signaux de test du VCO délivre des parasites la mesure du admises, car teurs est en

compensation tiné à être ts discrets. numéros 13 et 17 COMPCT3 du sont prévus e dans un

lés sur ces les valeurs mises dans NVREG sont gique DAC à de signaux iquement de

30 à 13 est du t'en entrée ère décrite nérateur de

quadrature QGEN1 et au travers de
IBAT1, QBAT1, QF convertisseur DAC.

5 IB (ou I/I , soit la somme de la quadrature avec I) et I/Q . La somme des quadrature IBAT1 et QBAT1 sinusoïde ayant une phase de 90° résultat de la somme de deux

10 Le générateur de tension sorties distinctes. Lorsque l'harmonique H2 est appliquée à IBAT1 tandis que 15 une tension est appliquée aux atténuateurs IAT1 et QBAT1, un signal Bcomp1 est appliqué au VCO, sur l'un des deux points décrit plus haut.

20 QBAT1 sont additionnés. Un signal est appliquée à la bobine d'injection P1R, E1R.

Comme illustré, la tension quadrature QGEN1 déphase l'harmonique parallèle avec la tension de -45° .

25 Comme illustré, les tensions IAT1, IBAT1, QBAT1 sont stockées dans un circuit capacitif formé chacune par une bobine délivre un signal de contrôle de ces éléments. Les capacités VARICAP sont utilisées. 35 ne sera pas décrir

La figure 16 cadrans illustrent

eurs IAT1, sorties du convertisseur DAC. purs qui délivrent I , sinusoïde en phase de 180° . La nouvelle tension qui est le résultat de la somme de deux

10, sur deux phases de $+45^\circ$ et -45° . La tension unique H2 est appliquée aux sorties IAT1 et QBAT1. -45° est la somme des sorties des deux points pour former le VCOL du P2L ou P3L. IBAT1 et QBAT1 sont appliqués aux deux points

rateur de tension RC qui délivre CR en tension unique H2

atténuateur diviseur pilotées laquelle nécessaire au fonctionnement des éléments de l'art et de la métallisation. à quatre phases et

d'amplitude offerte par les deux atténuateurs selon l'invention. Lorsque les atténuateurs IAT1 et QAT1 sont actifs et que les atténuateurs IAT2, QAT2 sont désactivés (état 1 d'impédance), la phase du signal 5 Bcomp est ajustable dans les limites du premier cadran, soit entre 0 et 90° . Lorsque les atténuateurs IAT1 et QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est déterminée par le rapport des capacités qui forment chaque atténuateur. Lorsque les atténuateurs 10 IBAT1 et QAT1 sont actifs, les atténuateurs IAT1, QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du deuxième quadrant, entre 90° et 180° . Lorsque les atténuateurs IAT1 et QAT1 sont actifs et les atténuateurs 15 IBAT1 et QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du troisième quadrant. Lorsque les atténuateurs IAT1 et QAT1 sont actifs et les atténuateurs 20 IBAT1 et QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du quatrième quadrant. Le circuit 25 CQ (fig. 17) est du type équilibré ("X" de type 17) et a une entrée, outre l'harmonique H2, une entrée de phase opposée de 180° . L'harmonique H2 entre dans le circuit CQ par un nœud d'émetteur et sort par un nœud d'aplificateur RFAMP. L'harmonique H2 sort par une ligne de collecteur des deux amplificateurs. Le circuit 30 CQ (fig. 17) est un amplificateur de quadrature QGEN2 qui a une entrée et quatre atténuateurs déplacés. Les quatre atténuateurs AT2 pilotés par le convertisseur RF2 sont connectés à une première paire de sorties. Chaque atténuateur AT2 reçoit les sorties distinctes 35 de deux des quatre sorties H2, soit deux sorties H2 de 0° , de $+90^\circ$, de -180° et de $+270^\circ$. Chaque atténuateur AT2 déphasées deux aux atténuateurs IAT2 et QAT2. Chaque atténuateur IAT2 déphasées

de 90° et 270° : apportant deux aux atténuateurs QAT2.

Les premières sorties des deux amplis IAT2, IBAT2, QAT2, QBAT2 sont utilisées pour déclencher un signal Bcompl' qui est appliqué à la fin de la ligne de transmission. Bcompl' déclenche l'oscillateur VCO, en un point d'inflection de la courbe de l'oscillateur. Les deux sorties de l'oscillateur VCO sont appliquées aux deux parties de l'amplificateur additionnel pour atténuer les signaux en opposition de phase avec Bcompl'. Ces deux sorties sont appliquées aux deux parties VCOL de l'amplificateur.

Comme illustre figure 1, le générateur QGEN2 comprend un pont de résistance, dans lequel le procédé (variation avec le procédé de générateur assure entre chaque de ces sorties, une variation des résistances avec la température ou avec la fréquence de travail, et la

Le générateur a été réalisé sous forme de filtre F passe-bas. Il a encore plus les effets de variation de tension et de fréquence de travail.

Comp. illust. atténuateur
IAT1, IB-11, QA t diviseur
capacitif symétrique x sorties,

fermée par le disque	fermée	épilées
chacune de une	de	vivant une
tension de polarité	l'unité	le contrôle

Le circuit a pour principe au moyen d'un fil comme avantage de variations de tension précis.

Il existe deux types de quadrature actives :
1) présentant des variantes et 2) quadrature actives.
10 quadrature actives peuvent également des

Bientôt, on pourra décrire un système à 15 perturbateurs, de la quatrième rang, K pouvant être la fréquence considérée. Les calculs théoriques neutralisent les perturbations uniques, mais les signaux soi que l'effet de circuit résulte des perturbateurs de (par exemple) une variable.

30 compensant d'origine, la compensation de deux signaux indépendants.

35 additionnant.

Enfin, on peut faire qui précède.

amplitude du
ire dans son
ut, et offre
sensible aux
d"être plus

l'art que la
erses autres
;énération de
POLYPHASE...
ectriquement
és VARICAP.

ui précède à des effets tème ou de d'application es exemples, égale à la en qu'on ait tales et de pratique de une origine torielle des es, il va de architectures les effets différentes ateur à gain signaux de que parasite circuit de dans le VCO able l'un peuvent être n. site dans ce modulation de

phase IQ, et de l'application de l'invention pour réaliser la modulation, l'intermodulation et la modulation d'angle. Ces dernières sont également des formes de modulation.

5

également des formes de modulation.

application de circuits de AM et de générent

REVENDICATIONS

3. Ci-dessous dans lequel le circuit de compensation 5 en un point de

cations 1 et 2, l'oscillation (PCT1) est un signal de compensation qui est injectée dans l'oscillation.

4. Ci-dessous dans lequel le circuit de compensation 10 de compensation sont injectées dans l'oscillateur contrôlé par un signal

cations 1 et 2, l'oscillation (PCT2) est un signal de compensation (Bcomp2) qui est injectée dans l'oscillateur.

5. Ci-dessous dans lequel le circuit synthétiseur ayant deux oscillations de phase 20 dans l'oscillation

cations 1 et 2, l'oscillation (PCT3) est un signal de compensation qui est injectée dans l'oscillateur et dans deux oscillations de phase différents de l'oscillation.

6. Ci-dessous dans lequel une compensation dans le circuit de

cations 1 à 5, en entrée dans le

7. Ci-dessous dans lequel le circuit composant une amplification dans lequel une entrée dans un circuit de modulation.

8. Ci-dessous dans lequel une compensation de génération dans lequel une entrée dans un circuit de modulation.

9. dans l'un des circuits 1 à 8, comprend un phase de la composante.

5 10. dans l'un des circuits 1 à 8, comprend un composante de signaux en quadrature.

10 11. dans l'un des circuits 1 à 8, comprend un composante de signaux en quadrature.

15 12. lequel dans l'un des circuits 1 à 8, comprend un pont qui est peu sensible.

20 13. 12, dans l'un des circuits 1 à 8, comprend un circuit IAT2, IBAT2, la composante harmonique.

25 14. lequel dans l'un des circuits 1 à 8, comprend des résistances ou la liaison de ces éléments.

30 15. un groupe de courants (IAT1, IBAT1, IBAT2) comprenant, comprenant courants (IAT1, IBAT1, IBAT2) dont les

sorties de phase et de tension dont la phase et l'amplitude sont dans l...

16. Circuit F dans la revendication 15, comprenant 5 un groupe de dispositifs atténuant (IAT1/QAT1, IBAT1/QBAT1) pour les sorties additionnées en entrée d'un circuit de phase et recevant issus de la composante branche.

10 17. Circuit F dans la revendication 15, comprenant un groupe de dispositifs circuit d'atténuateurs additionnées (IAT2/IBA2, QAT2/QBA2) pour les sorties de phase et recevant et des signaux de phase issus de la 15 composante branche.

18. Appareil de mesure dans les revendications 15 à 17, dans lequel les sorties de phase (IAT1, QAT1, IBAT1, QBAT1) sont traitées par un circuit d'atténuateurs et de convertisseur comprend des capacités et des résistances ajustables. Les sorties sont alors converties par des signaux analogiques et envoyées par convertisseur numérique, dans lequel

25 19. Appareil de mesure dans la revendication 18, dans lequel des cellules sont connectées en parallèle dans le circuit d'atténuateur pour les sorties de phase et convertisseur de capacités du 30 mémorise les sorties de phase et convertisseur de capacités numériques.

20. Appareil de mesure dans les revendications 1 à 19, dans lequel un signal de tension est injecté dans un circuit d'oscillation pour l'oscillateur.

35 21. Appareil de mesure dans les revendications 1 à 19, dans lequel un signal de tension est injecté dans le circuit d'oscillation pour l'oscillateur.

injecté (C1, C2) de l'oscil

24 dans lequel
le signal
phase
30 égale
de l'instar . . .
en termes
SA1, SA2,
SA3,
et une

l'oscillateur est en fonction d'un signal de compensation.

26. 5. Un circuit oscillant comprenant 23 et 24, deux condensateurs et une bobinette ayant une induction non symétrique et deux sorties en tension, dont les points de connexion sont différents de l'oscillateur.

10 27. 10. Un circuit oscillant 23 et 24, comprenant deux condensateurs et une bobinette ayant une position de phase, dont les sorties sont en tension.

15

28. 15. Un circuit oscillant 23 à 27, dans lequel le signal est prélevé à partir d'au moins deux bobinettes (H2, H4).

20

29. 20. Un circuit oscillant 23 à 28 dans lequel le signal est prélevé à partir d'au moins une bobinette dans un amplificateur, dont l'entrée en tension est en tension.

25 25. Un circuit oscillant 23 à 28 émet la tension.

30 30. Un circuit oscillant 23 à 29 dans lequel le signal est prélevé à partir d'une bobinette de génération.

35 31. 30. Un circuit oscillant 23 à 30 dans lequel la compensation est ajustée.

32. 35. Un circuit oscillant 23 à 30 dans lequel l'amplitude du signal est ajustée au

moyen ~ prenant des
résist. es ou une
combine

5 dans le signal de compensation 23 à 30, signal de groupe d'au moins 1BAT1, QAT1, QBAT1, sorties sont 10 addition

34. dans lequel
l'amplification et la phase sont ajustées. Les atténuateurs
15 (IAT1/Q1) sont additionnées et rectifiées. La mesure de phase
et rectifiée et la mesure de phase sont comparées.

35. dans lequel
20 l'ampli-
ajustée :
(IAT2/I
et rec.
et de.
25 composé

30 dans lequel
les si...
phase...
30 comprendre...
capacité...
les et de...
l'heure.

31 dans 1 33 à 35, AT1, QAT1,
35 QBAT1, ..capacités ajustables

électriq
analogiq

ns signaux
justage.

38.
5 les don
cellules

dans lequel
des dans des

39.
dans leq
10 sur un
l'oscill

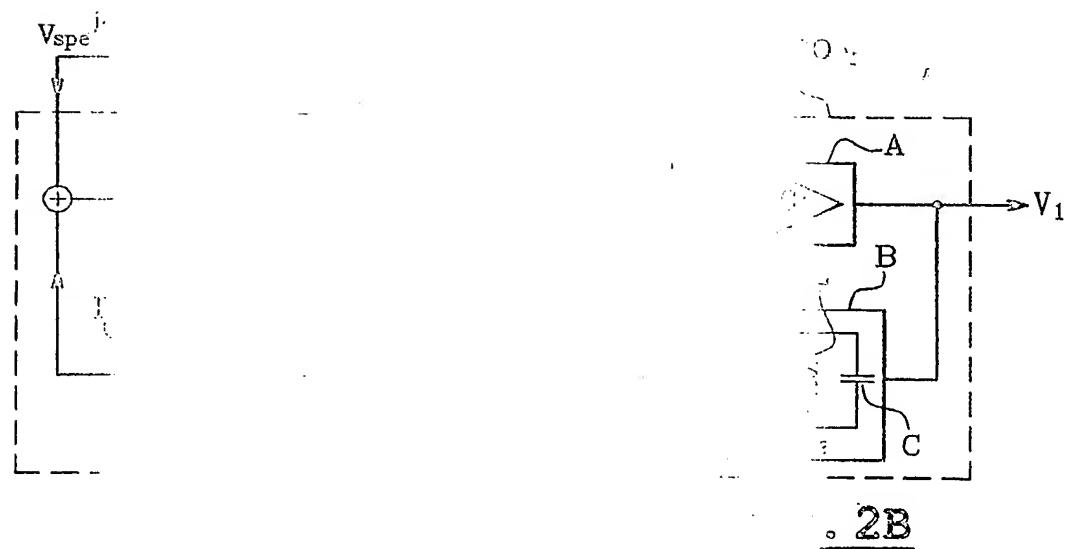
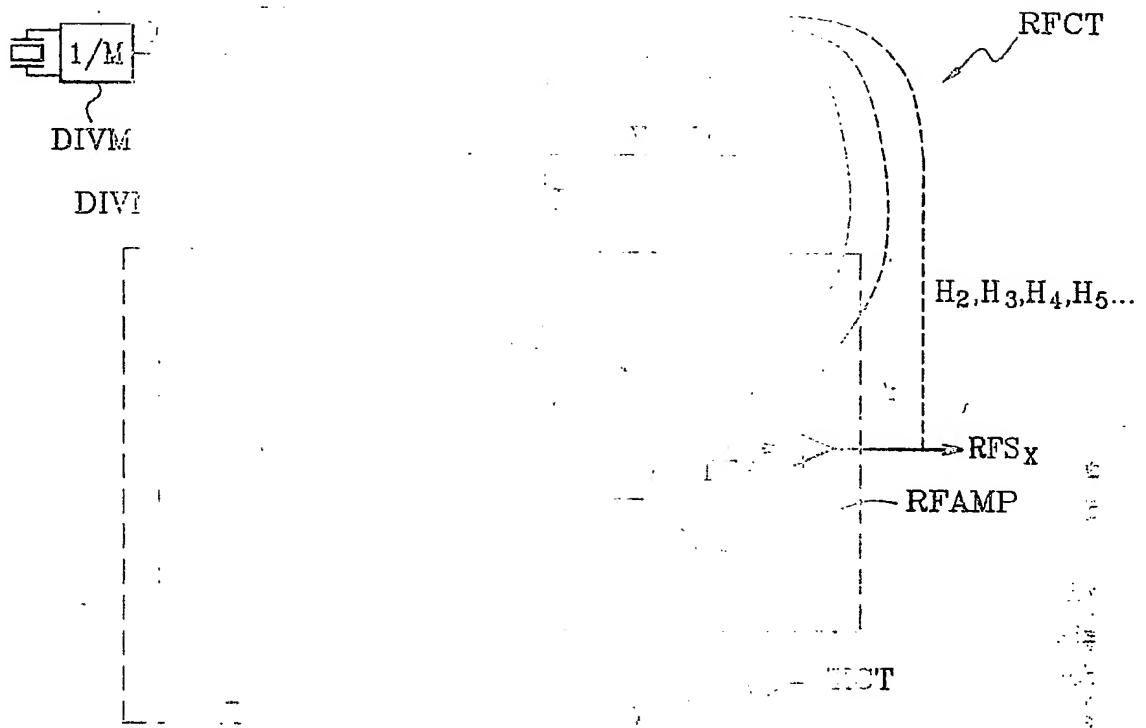
ns 23 à 38,
est injecté

40.
dans leq
15 sur une
l'oscill

ns 23 à 38,
est injecté

41.
dans leq
20 par cour

ns 23 à 38,
est injecté



3/7



$F_1 + \Delta F_{\max}$

$F_1 - \Delta F_{\min}$

Fig. 4

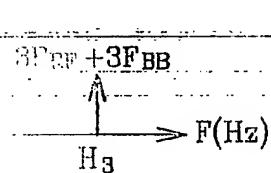
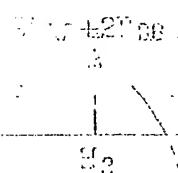
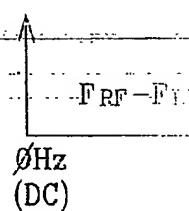
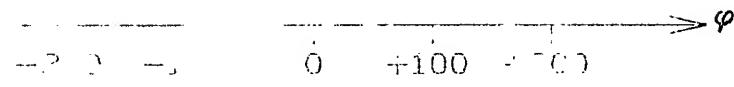


Fig. 5A



ϕ_{noise}

Fig. 5B

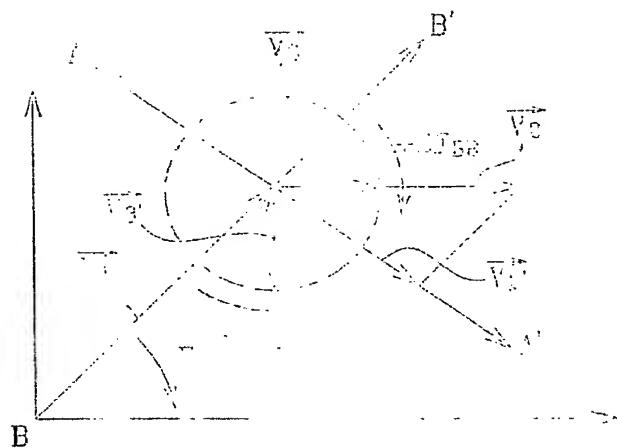


Fig. 6A

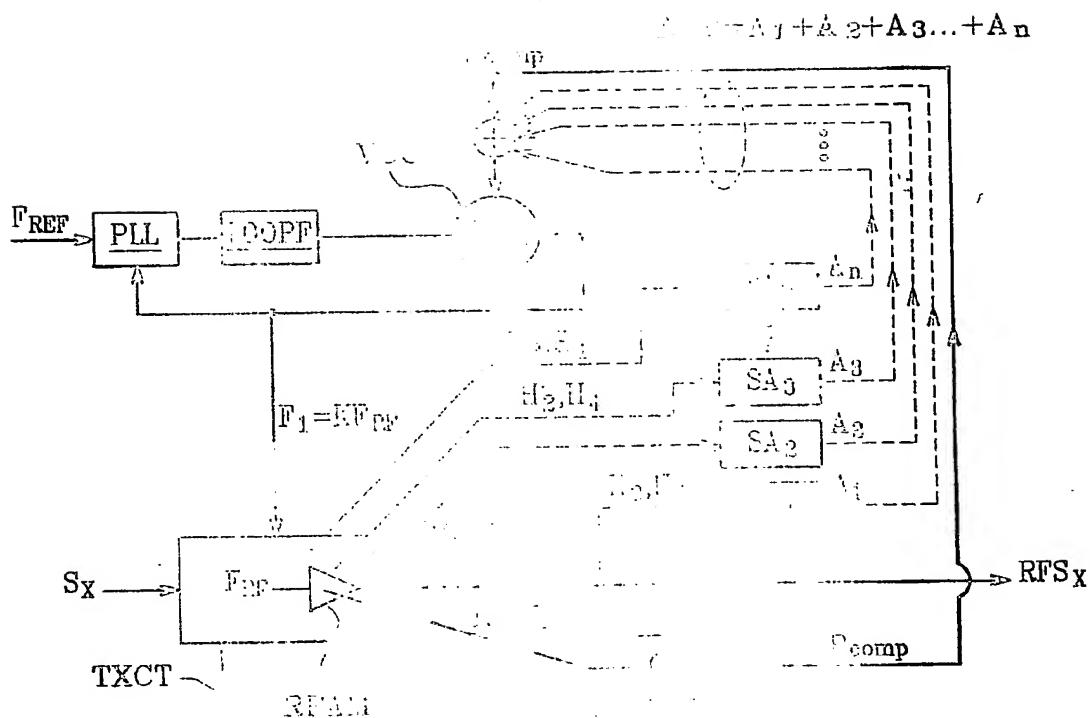


Fig. 6B

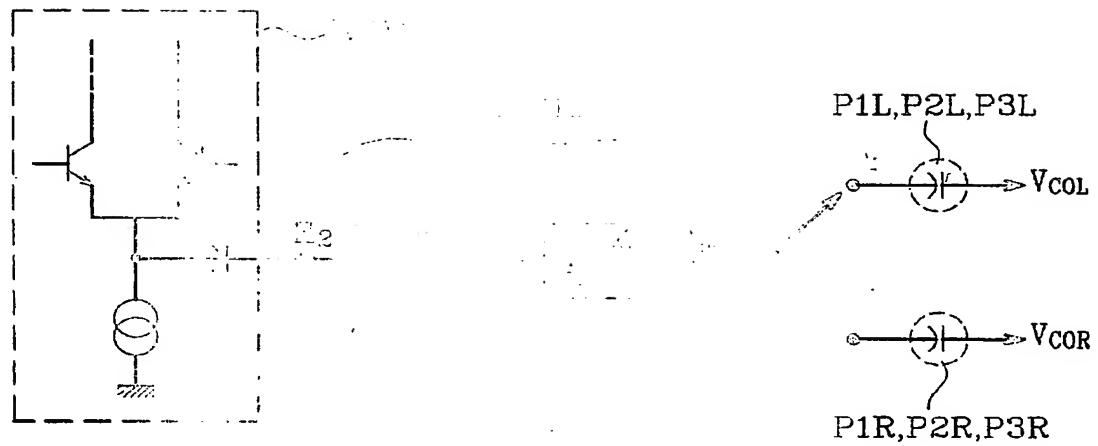
Fig. 7

... log(F_{off})

4/8



9



$v_{mp}(\varphi')$



Fig. 13

Fig. 14



15

IAT, J3

Fig. 16

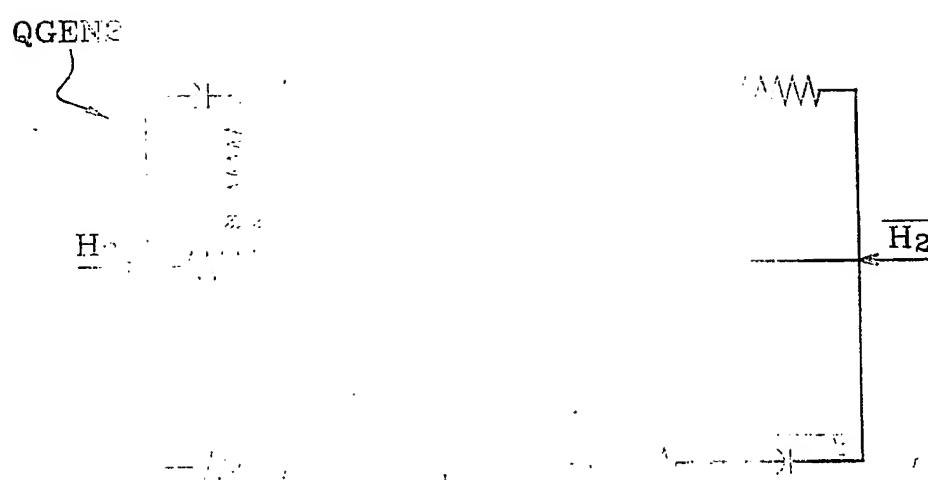
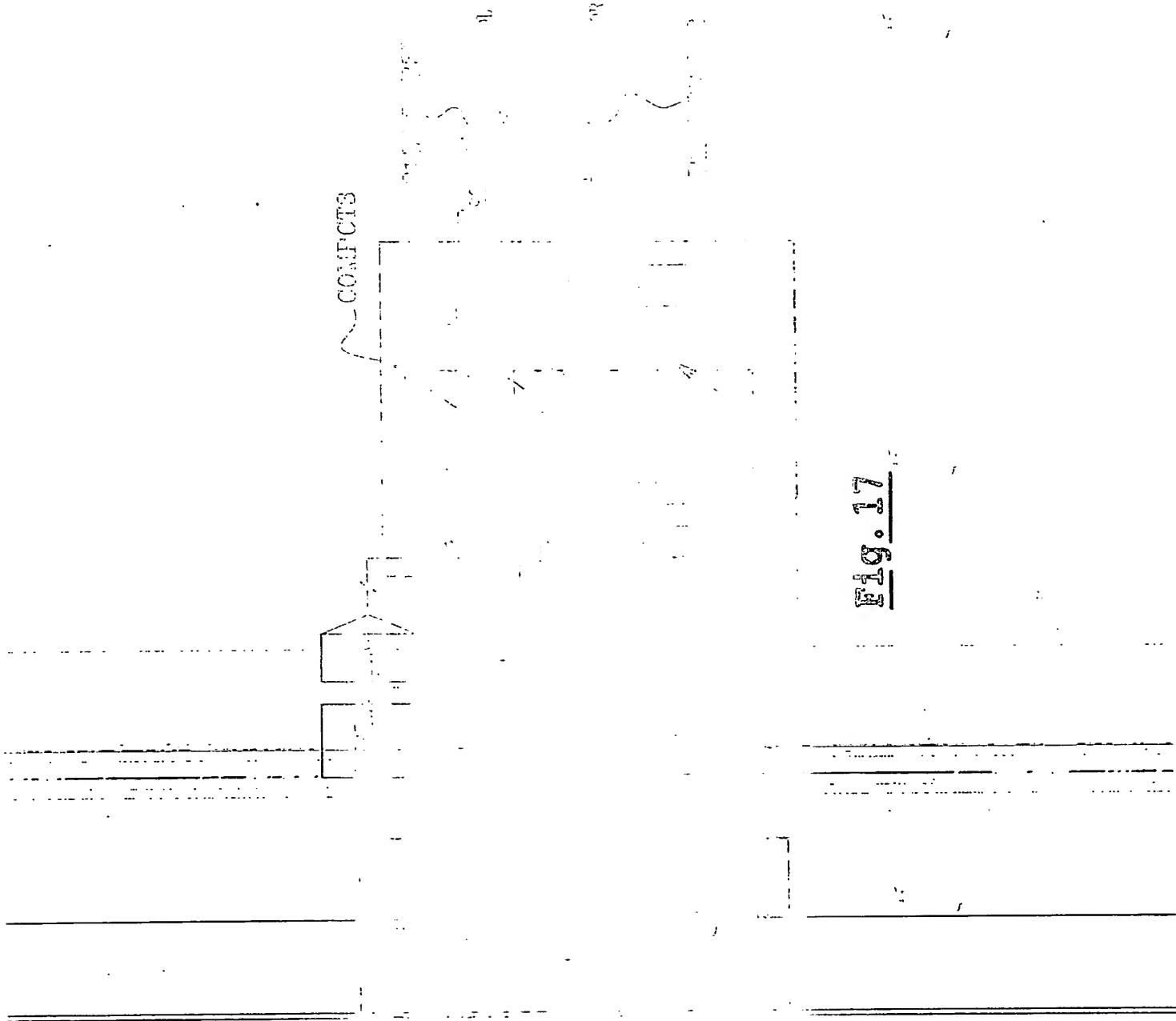


Fig. 19

QGC

BAT2

Fig. 17





INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint-Pétersbourg
75600 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 11 12 02

SÉRIE DE L'INVENTION

DE UTILITÉ

Propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11235*02

INVENTEUR(S) Page N° 1.../J...
(Nom de l'inventeur ou l'unique inventeur)

Écrivez le tout à l'encre noire

DB 113 V/260699

Vos références pour ce dossier
(facultatif)

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

TITRE DE L'INVENTION (200 caractères maximum)

Oscillateur contrôlé en tension continu

ment en fréquence

LE(S) DEMANDEUR(S) :

MARCHAND André

OMNIPAT

24, Place des Martyrs de la Résistance

13100 AIX EN PROVENCE

DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S)
utilisez un formulaire identique

S'il y a plus de trois inventeurs,
utilisez un formulaire identique (1 page).

Nom

Prénoms

Adresse	Rue
	Code postal et ville

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse	Rue
	Code postal et ville

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse	Rue
	Code postal et ville

Société d'appartenance (facultatif)

DATE ET SIGNATURE(S)

DU (DES) DEMANDEUR(S)

OU DU MANDATAIRE

(Nom et qualité du signataire)

Aix en Provence, le 17 octobre 1978

MARCHAND André - CPI N°

OMNIPAT

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978
Elle garantit un droit d'accès et

aux réponses faites à ce formulaire.
pi.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.